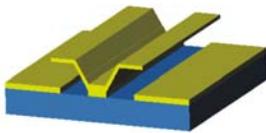


# Líneas de transmisión para microondas en comunicaciones inalámbricas

Ignacio Llamas Garro  
llamasi@ieee.org



## RESUMEN

*Este artículo presenta las consideraciones indispensables para el diseño de líneas de transmisión a frecuencias milimétricas. Se describe un procedimiento para determinar las pérdidas en líneas de transmisión, obtenibles directamente de mediciones experimentales, así como una comparación analítica de líneas de transmisión ideales a estas frecuencias. La última parte de este artículo contiene una breve introducción a la tecnología usada en la fabricación de circuitos pasivos para ondas milimétricas, así como ejemplos de líneas de transmisión que han sido fabricadas. Por último, se hace mención de diversas herramientas de software comercialmente disponibles para el diseñador moderno de circuitos de microondas.*

## PALABRAS CLAVE

Microondas, ondas milimétricas, líneas de transmisión, micro-fabricación, micro-maquinado.

## ABSTRACT

*This paper discusses the main considerations involved with the design of millimeter wave transmission lines, namely: losses and dispersion. A method for extracting the losses of microwave transmission lines directly from experimental results is presented, as well as an analytical loss comparison of ideal millimeter wave transmission lines. It also contains a discussion of different transmission line architectures made with different materials, using micro-machining or micro-fabrication techniques, and ends with the presentation of several software tools for the modern microwave designer.*

## KEYWORDS

Microwaves, millimeter wave, transmission lines, micro-fabrication, micro-machining.

## INTRODUCCIÓN

El término microondas se usa para describir ondas electromagnéticas en el intervalo de frecuencias de 300 MHz a 300 GHz, las cuales corresponden a longitudes de onda en espacio libre de 1 metro a 1 milímetro. El término *ondas milimétricas* es comúnmente usado para las frecuencias en el intervalo de frecuencias de 30 GHz a 300 GHz, porque su longitud de onda va de 10 mm a 1 mm.

Las líneas de transmisión a frecuencias milimétricas requieren bajas pérdidas y baja dispersión. Las pérdidas dependen de los materiales usados en su fabricación y se refieren a: la conductividad [ $\sigma$ ] de los metales, la tangente de pérdida [ $\tan \delta$ ] de los dieléctricos y la resistividad [ $\rho$ ] de los semiconductores. Las pérdidas dependerán de las propiedades mencionadas y de la distribución del campo electromagnético dentro de la línea de transmisión.

La mayoría de los sistemas de comunicación llevan información en grupos de frecuencias, en banda base o radio frecuencia, por lo que es de suma importancia que todas las frecuencias en el punto de recepción sean una versión retardada de las frecuencias transmitidas, lo cual implica que todas las componentes del espectro de la señal sean transmitidas con la misma velocidad de fase.<sup>1</sup> Este no siempre es el caso; así, cuando la velocidad de fase es función de la frecuencia, entonces se dice que la línea de transmisión es dispersiva, debido a que la señal en el punto de recepción será una versión dispersa en el tiempo de la versión transmitida. Las líneas de transmisión de al menos dos conductores tienden a ser las que tienen menor dispersión, debido a que propagan un modo transversal electromagnético [TEM o quasi-TEM]<sup>2</sup>; sin embargo, la propagación electromagnética a través de varios materiales dieléctricos con distintas constantes dieléctricas,  $\epsilon_r$ , también tiende a hacer a la línea de transmisión dispersiva.

Las guías de onda ilustradas en la figura 1, consisten en tubos de metal hueco, las cuales han sido usadas extensivamente en los comienzos de la ingeniería de microondas y tienen claras desventajas; que son: peso, costo, tamaño, un ancho de banda limitado y son dispersivas, ya que consisten de un solo conductor. Las guías de onda siguen siendo importantes en sistemas que requieren de alta potencia.

En los últimos diez años la tecnología de líneas de transmisión a frecuencias milimétricas, ha sido enfocada a diseños de bajo costo y tamaño reducido. Ejemplos de líneas de transmisión propuestas con aplicaciones en comunicaciones inalámbricas, a frecuencias milimétricas, serán ilustrados posteriormente en este artículo.

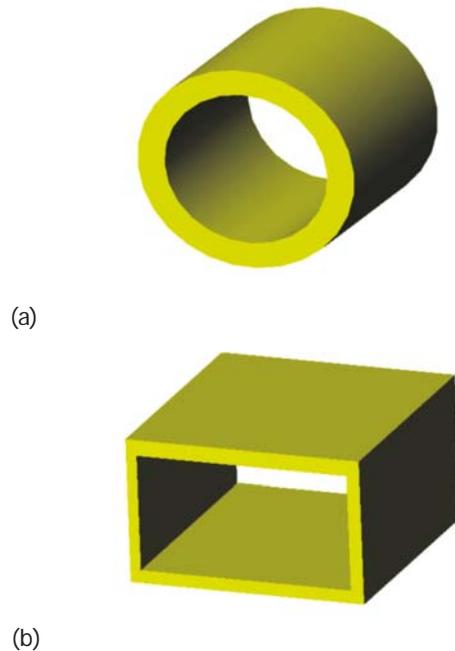


Fig. 1. Guías de onda. (a) Circular, (b) Rectangular

### MÉTODO PARA DETERMINAR LAS PÉRDIDAS, DIRECTO DE MEDICIONES EXPERIMENTALES

En esta sección se presenta un método para calcular las pérdidas en líneas de transmisión, resonadores o cavidades de microondas.<sup>3</sup> Este método es general, las pérdidas se calculan a partir de los parámetros de transmisión y reflexión en circuitos de microondas, conocidos como “parámetros  $S$ ”<sup>2</sup>, los que pueden medirse con cualquier analizador de redes de microondas. El método consiste en encontrar el factor de calidad, no cargado  $Q_o$ , de un resonador (ver figura 2). Un resonador típico es una sección de línea de transmisión o cavidad de longitud  $\lambda/2$ , en donde  $\lambda$  es la longitud de onda de la microonda, de acuerdo a la línea de transmisión.

En este método, las pérdidas se calculan a partir de la medición del factor de calidad cargado,  $Q_p$ , el cual se obtiene directamente por el equipo de medición.  $Q_o$  es una medida de las pérdidas de la cavidad o resonador de microondas y es definido de la siguiente manera.

$$Q_o = \omega_o \frac{\text{energía almacenada en el resonador}}{\text{pérdidas del resonador}} \quad (1)$$

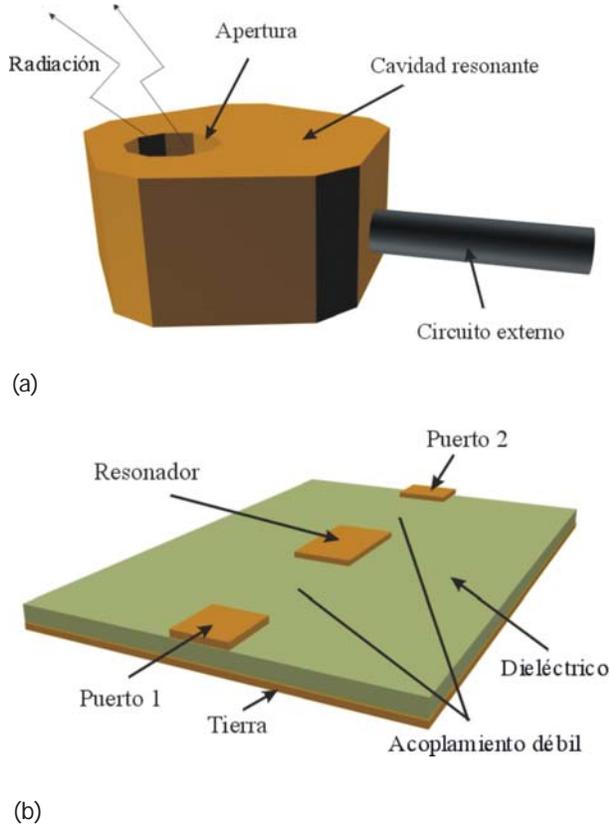


Fig. 2. Resonadores de microondas (a) Cavity resonante, (b) Resonador en microcinta.

En donde la expresión es evaluada a la frecuencia resonante  $\omega_o$ . El factor de calidad externo,  $Q_e$ , se relaciona con la intensidad de acoplamiento entre la cavidad o resonador y el circuito externo, que sirve para alimentar el circuito, (ver figura 2a). El circuito externo en la figura 2b está representado por las líneas de transmisión que alimentan el circuito directamente de los puertos en donde se conectará el analizador de redes de microondas.  $Q_e$  se define de la siguiente manera.

$$Q_e = \omega_o \frac{\text{energía almacenada en el resonador}}{\text{pérdidas en el circuito externo}} \quad (2)$$

A su vez, el factor de calidad cargado,  $Q_l$  es definido como.

$$Q_l = \omega_o \frac{\text{energía almacenada en el resonador}}{\text{pérdidas totales}} \quad (3)$$

Los tres factores de calidad definidos anteriormente están relacionados de la siguiente manera:

$$\frac{1}{Q_l} = \frac{1}{Q_e} + \frac{1}{Q_o} \quad (4)$$

Las pérdidas en el circuito resonante pueden ser: pérdidas por conductor  $Q_c$ , pérdidas por dieléctricos  $Q_d$ , pérdidas por radiación  $Q_r$ , o pérdidas por dieléctricos con resistividad finita, como es el caso de los semiconductores  $Q_k$ . Entonces  $Q_o$  para el circuito resonante es el resultado de sumar todas las pérdidas presentes, resultando en la siguiente expresión.

$$\frac{1}{Q_o} = \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_r} + \frac{1}{Q_k} \quad (5)$$

Una medición típica, medida con un analizador de redes de microondas, por ejemplo, para el resonador de la figura 2b, en donde se ha medido el parámetro  $S$  de transmisión,<sup>2</sup> o  $S_{21}$ , se ilustra en la figura 3, en la cual,  $IL$  es la pérdida de inserción y  $BW_{3dB}$  es el ancho de banda tomado a 3 decibeles.

Directamente de la medición, el factor de calidad cargado se calcula de la siguiente manera:

$$Q_l = \frac{f_o}{BW_{3dB}} = \frac{f_o}{f_2 - f_1} \quad (6)$$

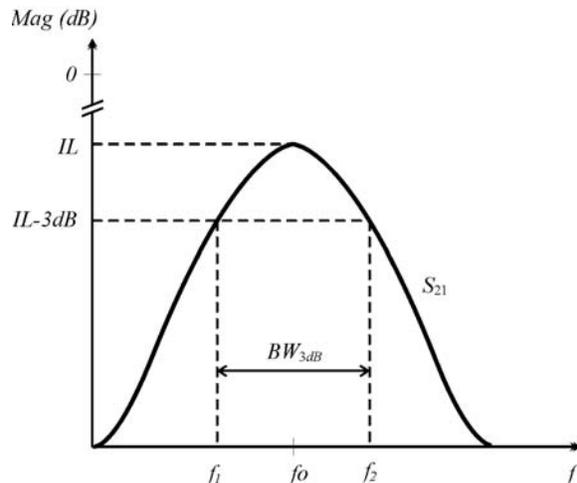


Fig. 3. Respuesta típica en frecuencia de un resonador de microondas.

Ahora el factor de calidad no cargado  $Q_o$ , se extrae con la siguiente expresión.

$$Q_o = \frac{Q_i}{1 - |S_{21}|} \quad (7)$$

En donde  $|S_{21}|$  es el valor absoluto de la magnitud de  $S_{21}$  a la frecuencia resonante  $f_o$  (ver figura 3), y está dado por:

$$|S_{21}| = 10^{\frac{IL}{20}} \quad (8)$$

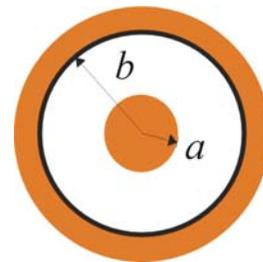
De esta manera,  $Q_o$  indica el grado de pérdidas en el resonador y sirve para extraer una medida del desempeño de los materiales usados y el diseño de una línea de transmisión. Cuando se diseña el resonador, es deseado que  $IL > -20 \text{ dB}$ , de manera que  $Q_o \approx Q_r$ .

### COMPARACIÓN ANALÍTICA DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN IDEALES PARA ONDAS MILIMÉTRICAS

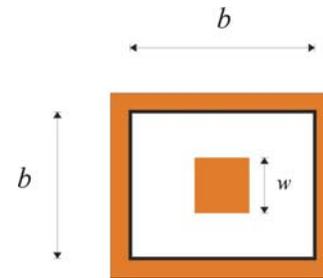
Idealmente, una línea de transmisión de baja pérdida y baja dispersión para ondas milimétricas es una línea de transmisión que tiene aire como medio de propagación, para evitar pérdidas por dieléctricos, además de tener un medio uniforme de propagación para evitar la dispersión. Esta línea de transmisión ideal, también será totalmente encerrada por un conductor, para evitar las pérdidas por radiación. A continuación, se muestra una comparación analítica de cuatro líneas de transmisión de muy buen desempeño a frecuencias milimétricas. Consideremos las cuatro líneas de transmisión de la figura 4.

La impedancia característica de las líneas de transmisión de la figura 4 dependerá de las dimensiones finales y de la separación entre los conductores. La expresión para calcular la impedancia, para cada caso, se podrá encontrar en las referencias proporcionadas para el cálculo de la constante de atenuación por conductor,  $\alpha_c$ , en nepers por unidad de longitud, dadas en el resto de esta sección.

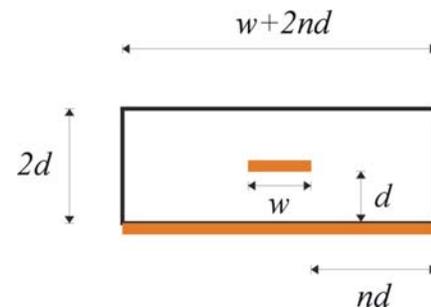
La constante de atenuación por pérdidas de conductor para el coaxial redondo de la figura 4a, puede calcularse con la siguiente expresión:<sup>4</sup>



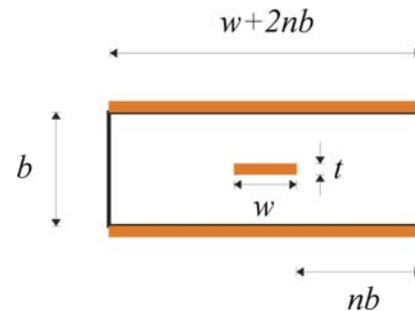
$$\text{Área} = \pi b^2 \quad (a)$$



$$\text{Área} = b^2 \quad (b)$$



$$\text{Área} = 2d(w + 2nd) \quad \text{En donde } n=2,3,5 \quad (c)$$



$$\text{Área} = b(2nb + w) \quad \text{En donde } n=2,3,5 \quad (d)$$

Fig. 4. Sección transversal de líneas de transmisión a frecuencias milimétricas (a) Coaxial redondo, (b) Coaxial cuadrado, (c) Microcinta, (d) Lineastrip.

$$\alpha_c = 1.5657 \frac{\sqrt{\epsilon_r} \left(1 + \frac{b}{a}\right)}{\sigma R_s \lambda_o b \ln \frac{b}{a}} \quad (9)$$

En donde  $R_s$  es la resistencia de superficie<sup>6,7</sup> del conductor,  $\lambda_o$  es la longitud de onda a la frecuencia de operación,  $\epsilon_r$  es la permitividad relativa del medio de propagación, y  $\sigma$  es la conductividad del conductor.

La constante de atenuación por pérdidas de conductor del coaxial cuadrado de la figura 4b, puede calcularse con las siguientes expresiones:<sup>5</sup>

$$\alpha_c = \frac{47.09 R_s}{\eta_o Z_o} \left(1 + \frac{b}{w}\right) \frac{w}{(0.2794b + 0.7206w)^2}$$

cuando  $b/w < 2.5$  (10)

$$\alpha_c = \frac{59.37 R_s}{\eta_o Z_o} \left(1 + \frac{b}{w}\right) \frac{1}{b}$$

cuando  $2.5 \leq b/w \leq 4$  (11)

$$\alpha_c = \frac{59.96 R_s}{\eta_o Z_o} \left(1 + \frac{b}{w}\right) \frac{1}{b}$$

cuando  $b/w > 4$  (12)

En donde  $\eta_o$  es la impedancia de espacio libre y  $Z_o$  es la impedancia característica de la línea de transmisión. Para la microcinta en la figura 4c,  $\alpha_c$  puede ser calculado con la siguiente fórmula:<sup>2</sup>

$$\alpha_c = \frac{R_s}{w Z_o} \quad (13)$$

Finalmente, para la línea stripline de la figura 4d,  $\alpha_c$  puede ser calculado con las siguientes fórmulas:<sup>2</sup>

$$\alpha_c = \frac{2.7 \times 10^{-3} R_s \epsilon_r Z_o}{30\pi(b-t)} A$$

para  $Z_o \sqrt{\epsilon_r} < 120$  (14)

$$\alpha_c = \frac{0.16 R_s}{b Z_o} B \quad (15)$$

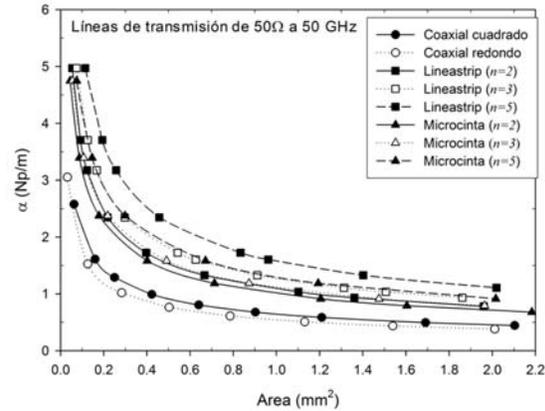
para  $Z_o \sqrt{\epsilon_r} > 120$

en donde,

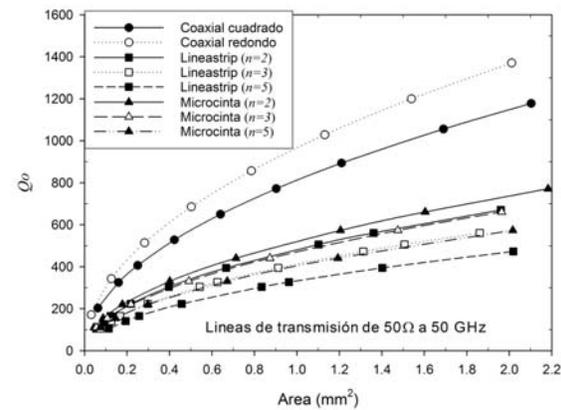
$$A = 1 + \frac{2W}{b-t} + \frac{1}{\pi} \left( \frac{b+t}{b-t} \right) \ln \left( \frac{2b-t}{t} \right) \quad (16)$$

$$B = 1 + \left( \frac{b}{0.5W + 0.7t} \right) \left( 0.5 + \frac{0.414t}{W} + \frac{1}{2\pi} \ln \left( \frac{4\pi W}{t} \right) \right) \quad (17)$$

Para comparar el desempeño de las líneas de transmisión de la figura 4, se ha comparado la constante de atenuación contra el área de las distintas líneas de transmisión (ver figura 5a); el área considerada es la encerrada por la línea negra en la figura 4. Todos los puntos obtenidos en la figura 5 son considerando líneas de transmisión de 50 Ohm, comparadas a 50 GHz.



(a)



(b)

Fig. 5. Comparación de diversas líneas de transmisión de 50 Ohm a 50 GHz. (a) Constante de atenuación,  $\alpha$  vs área. (b)  $Q_o$  vs área.

El factor de calidad no cargado,  $Q_o$ , definido en la sección anterior para un resonador de  $\lambda/2$ , puede ser obtenido mediante la siguiente expresión:<sup>2</sup>

$$Q_o = \frac{\beta}{2\alpha} \quad (18)$$

En donde  $\beta$  es la constante de propagación,<sup>1</sup> y es definida como  $\beta=2\pi/\lambda$ . En la figura 5b se muestran los resultados para  $Q_o$  en relación con el área de las líneas de transmisión.

Los resultados de la figura 5 indican que las líneas de transmisión con menos pérdidas por área considerada son las líneas coaxiales. La línea coaxial redonda tiene menos pérdidas que el coaxial cuadrado porque tiene una distribución de corriente más uniforme en los conductores a comparación de la línea coaxial cuadrada.<sup>3</sup> Sin embargo, la línea coaxial cuadrada presenta la oportunidad de ser fabricada en capas, facilitando su construcción. En la siguiente sección se ilustra un coaxial cuadrado fabricado en 5 capas.

### TECNOLOGÍA DE FABRICACIÓN Y ESTRUCTURAS DE LÍNEAS DE TRANSMISION PARA FRECUENCIAS MILIMÉTRICAS

Conforme se incremente la frecuencia de diseño en circuitos de microondas, las dimensiones del circuito se reducen de manera inversamente proporcional a la frecuencia; también, la resistencia de superficie del conductor, aumenta en forma aproximadamente proporcional a la raíz cuadrada de la frecuencia.

A frecuencias milimétricas, las tolerancias alcanzables en métodos de fabricación son de suma importancia. Se usa la tecnología de micro-maquinado o microtecnología, en la cual se emplean materiales con propiedades mecánicas adecuadas para la micro-fabricación. A continuación, se muestran distintas líneas de transmisión propuestas, así como una breve descripción del desempeño, dimensiones y de los materiales usados en cada una. Las pérdidas, en los siguientes ejemplos, serán dadas como el factor de calidad no cargado de un resonador de  $\lambda/2$  a la frecuencia indicada para cada caso, excepto la estructura de la figura 12, la cual será considerada de manera distinta debido a su naturaleza física.

El silicio es un material que presenta propiedades mecánicas muy adecuadas para el micro-maquinado,

y ha sido ampliamente explotado en líneas de transmisión de bajas pérdidas (ver figuras 6, 7 y 8). Aquí es muy importante la resistividad del silicio cuando se lo involucra como medio de propagación; el silicio de baja resistividad, (por ejemplo de 10 Ohm x cm) tiene muchas pérdidas y aún no se ha podido utilizar de manera efectiva en circuitos de microondas; sin embargo, el silicio de alta resistividad (por ejemplo de 1000 Ohm x cm) presenta bajas pérdidas pero un alto costo del material.

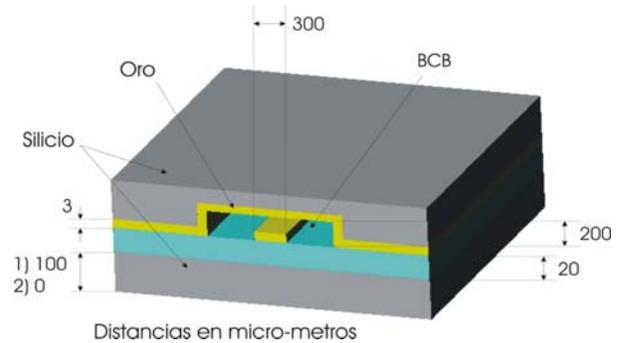


Fig. 6. Microcinta invertida.

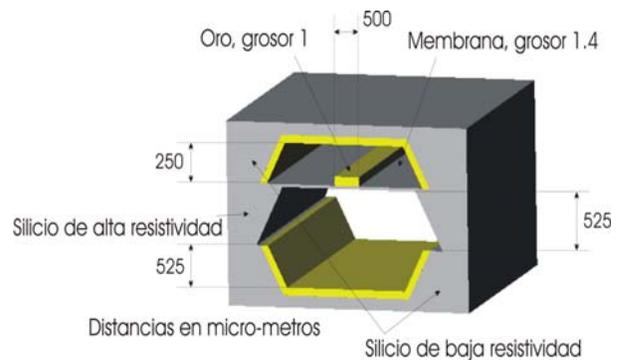


Fig. 7. Microcinta sobre membrana.

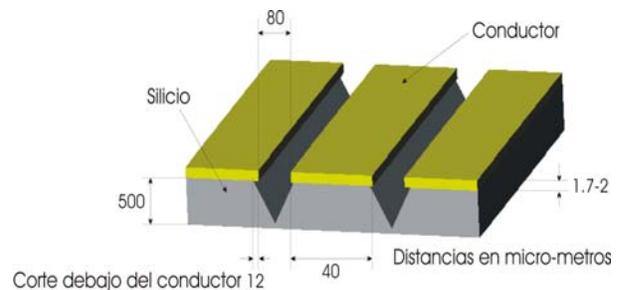


Fig. 8. Línea de transmisión coplanar.

En la figura 6 se muestra una línea de transmisión hecha en silicio.<sup>8</sup> Esta línea es llamada microcinta invertida debido a que tiene como medio de propagación principal el aire que está entre el dieléctrico y el conductor de tierra. El dieléctrico usado es BCB (Benzocyclobuteno), el cual sirve para reducir las pérdidas en la línea de transmisión, al evitar el contacto directo del conductor central con el silicio. Esta línea de transmisión presentó un factor de calidad no-cargado de  $Q_o = 60$ , para el caso 1, en el cual hay una capa de silicio debajo del BCB, y un  $Q_o = 110$  cuando sólo se usó el BCB de dieléctrico, ambas líneas consideradas a 40 GHz.

La estructura<sup>9</sup> de la figura 7 ha sido ampliamente usada y ha mostrado un muy buen desempeño a frecuencias milimétricas; esto es porque el medio de propagación empleado es aire, evitándose así pérdidas por dieléctricos. Además la estructura está totalmente encerrada, evitando pérdidas por radiación. El silicio que está en contacto con la microonda es de alta resistividad, manteniendo pérdidas al mínimo en esa región; de acuerdo al diseño, el campo electromagnético está menos concentrado en esta región. Esta estructura presenta un  $Q_o = 450$ , a 60 GHz. El conductor del centro está suspendido en una membrana.

Las líneas coplanares tienen el campo electromagnético fuertemente concentrado entre los conductores; en la figura 8 se muestra una línea coplanar micro-maquinada,<sup>10</sup> de manera que el material entre los conductores es removido, para reducir la dispersión y para minimizar las pérdidas por el semiconductor. Como resultado, la línea presenta menores pérdidas por conductor y dieléctrico, y tiene un  $Q_o = 47$ . La misma línea de transmisión, sin el micro-maquinado, tiene un  $Q_o = 33$ ; ambas consideradas a 60 GHz.

La estructura de la figura 9 tiene forma similar a la de la figura 7, pero aquí se ha usado una resina foto-

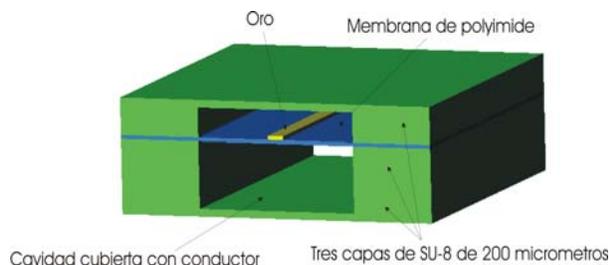


Fig. 9. Microcinta sobre membrana.

sensitiva, SU-8, en lugar del silicio,<sup>11</sup> la cual tiene menor costo; además, se emplean métodos de fabricación más sencillos que los usados con el silicio. Esta línea de transmisión tiene un  $Q_o = 130$  a 29 GHz.

En la figura 10 la línea coplanar mostrada está hecha sobre una membrana de SU-8.<sup>12</sup> Aquí se emplea vidrio como substrato para su fabricación y luego se remueve. Esta línea tiene un  $Q_o = 120$  cuando la estructura está totalmente encerrada por un conductor, y un  $Q_o = 60$  cuando está sin encerrar; ambas líneas son consideradas en la banda W (aproximadamente de 75-110 GHz).

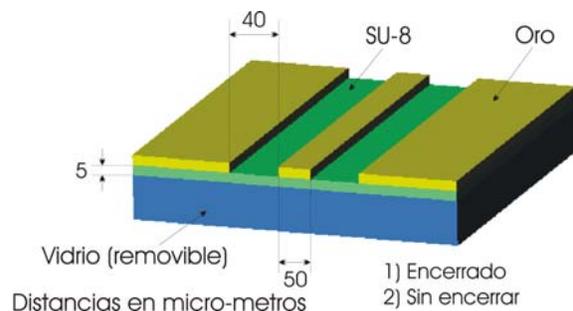


Fig. 10. Línea de transmisión coplanar sobre membrana.

La línea de transmisión coplanar de la figura 11 usa la tecnología de micro-maquinado para elevar el conductor central de la línea,<sup>13</sup> y así reducir las pérdidas por conductor y dieléctrico; asimismo, presenta un  $Q_o = 36$  a 50 GHz.

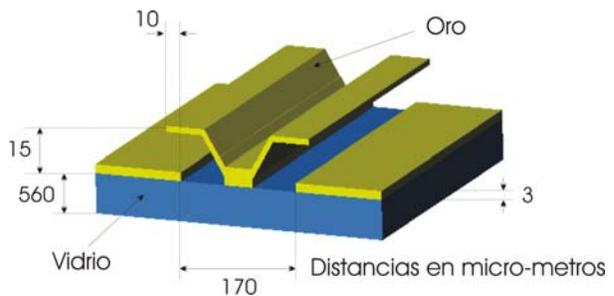


Fig. 11. Línea de transmisión coplanar.

La estructura propuesta en la figura 12 es un coaxial suspendido en aire. Para poder suspender el centro del coaxial, en el diseño de la línea de transmisión, o circuito de microondas, se incluyen secciones de línea de transmisión en corto circuito desde el

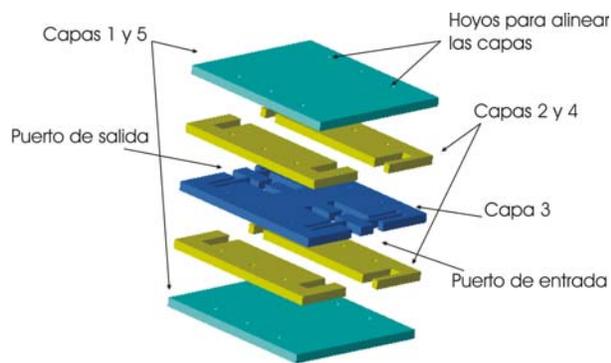


Fig. 12. Línea coaxial suspendida.

conductor interno del cable coaxial hacia el externo. Esta estructura ha sido propuesta y estudiada intensivamente en Llamas (Agosto-2003),<sup>3</sup> en donde se han diseñado y fabricado líneas de transmisión suspendidas y filtros de microondas de esta estructura coaxial, maquinados con láser a altas frecuencias y maquinado convencional a bajas frecuencias. Esta línea de transmisión presenta un  $Q_o = 750$ , calculado a partir de un resonador de un cuarto de longitud de onda en corto a 29.75 GHz. Una manera de fabricar esta línea<sup>14</sup> consiste en usar SU-8 para hacer un molde removible y después, con tecnología de electro-formado, producir las capas de conductor que forman el coaxial; además, este método de fabricación presenta la oportunidad de usar metales de mayor conductividad que el oro, como son el cobre y la plata. El uso de SU-8 permite la fabricación de estructuras más complejas a comparación de las realizables en silicio.

### SOFTWARE EN EL DISEÑO DE CIRCUITOS DE MICROONDAS

Las herramientas de software son sumamente importantes en el diseño de circuitos de microondas pues proporcionan al diseñador los medios para crear prototipos, los cuales posteriormente pueden ser fabricados y medidos en el laboratorio. Estas herramientas pueden ser desde el software para matemáticas común, como el Mathcad o Matlab hasta el software de dibujo, como el Autocad, Solidworks o 3D studio max.

Para diseñar prototipos de circuitos de microondas existen simuladores electromagnéticos comercial-

mente disponibles. Estos simuladores se dividen en dos categorías. En primer lugar, los que sirven para hacer simulaciones planas; esto es, simulaciones de circuitos de microondas que se componen de capas planas encimadas, como es la microcinta o la línea coplanar. Ejemplos de estos son: 1) Sonnet software, 2) HP-EEsof, Momentum, 3) Applied wave research, Microwave Office, 4) Jansen Microwave, Unisym/Sfpmic, 5) Ansoft, Ensemble. En segundo lugar, el otro tipo de simulador electromagnético comprende los que sirven para simular circuitos en 3D, como pueden ser las guías de onda o cables coaxiales, los que también sirven para simular circuitos planos. Ejemplos de estos simuladores son: 1) Ansoft, HFSS, 2) Zeland Software, IE3D, 3) QWED s.c., Quick Wave 3D, 4) CST Microwave studio.

### CONCLUSIÓN

Las líneas de transmisión a frecuencias milimétricas requieren de métodos de fabricación que satisfagan las tolerancias necesarias a estas frecuencias. Estos métodos consisten en la micro-fabricación o el micro-maquinado. Las consideraciones en el diseño incluyen el tener bajas pérdidas y baja dispersión, para lo cual es ideal tener un medio de propagación en aire y una estructura totalmente encerrada. El diseñador de circuitos de microondas dispone de herramientas de software que permiten crear prototipos, incluyendo la simulación electromagnética, el cálculo matemático y los planos del diseño.

### AGRADECIMIENTOS

Al Profesor Michael J. Lancaster en la Universidad de Birmingham, en el Reino Unido, quien fue el supervisor de tesis doctoral del autor.

### REFERENCIAS

1. C. W. Davidson, "Transmission lines for communications", MacMillan Education Ltd, 1992.
2. D. M. Pozar, "Microwave engineering", John Wiley and Sons Inc., 1998.
3. I. Llamas-Garro, "Micromachined microwave filters" Ph. D. Thesis, The University of Birmingham, UK. August 2003.

4. P. A. Rizzi, "Microwave engineering passive circuits", Prentice Hall Inc. 1988.
5. K. H. Lau, "Loss calculations for rectangular coaxial lines" IEE proceedings, Vol. 135, pt. H, No. 3, pp. 207-209, June 1988.
6. S. Ramo, J. R. Whinnery and T. Van Duzer, "Fields and waves in communication electronics", John Wiley and Sons Inc, 1984.
7. C. R. Paul, K. W. Whites and S. A. Nasar, "Introduction to electromagnetic fields", McGraw Hill Co. 1998.
8. Kazuaki Takahashi, Ushio Sangawa, Suguru Fujita, Michiaki Matsuo, Takeharu Urabe, Hiroshi Ogura and Hiroyuki Yabuki, "Packaging using microelectromechanical technologies and planar components" IEEE Transactions on microwave theory and techniques, Vol. 49, No. 11, pp. 2099-2104, November 2001.
9. Pierre Blondy, Andrew R. Brown, Dominique Cross and Gabriel M. Rebeiz, "Low loss micromachined filters for millimetre-wave telecommunication systems" IEEE MTT-S Digest, pp. 1181-1184, 1998.
10. Katherine Juliet Herrick, Thomas A. Schwartz and Linda P. B. Katehi, "Si-micromachined coplanar waveguides for use in high-frequency circuits" IEEE Transactions on microwave theory and techniques, Vol. 46, No. 6, pp 762-768, June 1998.
11. J. E. Harriss, L. W. Pearson, X. Wang, C. H. Barron and A. V. Pham, "Membrane-supported Ka band resonator employing organic micromachined packaging" IEEE MTT-S Digest, pp. 1225-1228, 2000.
12. Wai Y. Liu, D. Paul Steenson and Michael B. Steer, "Membrane-supported CPW with mounted active devices" IEEE Microwave and wireless components letters, Vol. 11, No. 4, April 2001.
13. Jae-Hyoung Park, Chang-Wook Baek, Sanghwa Jung, Hong-Teuk Kim, Youngwoo Kwon and Yong-Kweon Kim, "Novel micromachined coplanar waveguide transmission lines for application in millimetre-wave circuits" Jpn. J. Appl. Phys. Vol. 39, Part 1, No. 12B, pp. 7120-7124, December 2000.
14. I. Llamas-Garro, K. Jiang, P. Jin, and M. J. Lancaster, "SU-8 microfabrication for a Ka band filter" 4<sup>th</sup> Workshop on MEMS for millimeterwave communications, LAAS-CNRS, Toulouse, France, pp. F55-F58, 2<sup>nd</sup> - 4<sup>th</sup> of July 2003.

